

## 明 細 書

### 放電灯点灯装置

#### 技術分野

- [0001] この発明は自動車等のヘッドランプとして用いられる放電灯、または屋内外施設、倉庫、工場等における照明灯や街灯等として用いられる放電灯を点灯する放電灯点灯装置において、この放電灯点灯装置を作動させる直流電源から供給される電流を負荷へ流れる合計電流値をもとに制御するようにした放電灯点灯装置に関するものである。

#### 背景技術

- [0002] 放電灯の中でも、メタルハライドバルブ、高圧ナトリウムバルブ、水銀バルブ等の高輝度放電灯(HID)は光束が大きいとともにランプ効率も高く、更に、寿命が長い等の利点を有していることから、従来より屋内外施設、倉庫または工場等における照明灯や街灯等として用いられている。特に近年では、自動車等の車両用の前照灯としても利用されつつある。この種の放電灯を点灯させるためには、起動時に所定の電圧をバルブに印加したうえに、高電圧の起動パルスを重ねる必要があり、放電灯を安定に点灯させるための安定化直流電源回路(DC-DCコンバータ等)や、直流電圧を矩形波交流に変換するインバータ回路(交流電源回路)、起動用高電圧パルスを発生するためのイグナイタ(起動回路)等を備えている。また、上記直流電源回路およびインバータ回路等を作動させるために、例えばバッテリー等の直流電源から電源供給される。この場合、電源供給は過電流とならないようにする必要がある。この過電流を防止するようにした従来の放電灯点灯装置として、例えば以下のものがある。
- [0003] 従来例その1として、放電灯の電気配線が何らかの原因で地絡したときのフェイルセーフ作動の技術に関し、放電灯電流検出用の抵抗をインバータ回路を形成するHブリッジ回路の低電圧共通端子と接地(GND)間に設けている。ここで上記地絡が発生すると、上記電流検出用の抵抗により検出され、この検出に従いHブリッジ回路を形成するスイッチング用トランジスタ(MOSTランジスタ)をオフさせ、直流電源からの過電流を防止している(例えば、特許文献1参照)。

- [0004] 従来例その2として、直流電源の電圧が低下したときに、電源電流が過度に増大しないように電源電流を制限する技術に関し、1次巻線と2次巻線とが分離したDC/DCコンバータのトランスを使用した直流電源回路(DC-DCコンバータ)において、この直流電源回路への入力電流(電源電流)を検出するための電流検出用抵抗を1次巻線側に設けるとともに、その検出信号に応じて直流電源回路への入力電流に対する電流制限を行うための電流制限制御部を設け、直流電源からの過電流を防止している(例えば、特許文献2参照)。
- [0005] 上記の他、放電灯点灯装置における電源供給に関連する従来技術として下記の特許文献3乃至特許文献6がある。
- [0006] 特許文献1:特開2001-43989号公報  
特許文献2:特開平7-169585号公報  
特許文献3:特開平6-188078号公報  
特許文献4:特開平9-223590号公報  
特許文献5:特開2002-110384号公報  
特許文献6:特開2003-323992号公報
- [0007] 従来の放電灯点灯装置は以上のように構成されており、特に従来例その1は地絡に対する過電流防止の技術であり、従来例その2のような直流電源の電圧低下といった地絡以外の要因については対象外としている。この従来例その1の直流電源回路(DC-DCコンバータ)に使用している昇圧用のDC/DCコンバータのトランスは単巻構成のステップアップ用トランスであり、DC-DCコンバータとしてはこの単巻構成のステップアップ用トランスの方が巻線が少なく、コアも小形にできるといった利点があり、好都合である。そこで、この従来例その1の構成に従来例その2のように、直流電源と点灯装置間に電流検出用抵抗を設けることができれば従来例その2の効果も発揮でき好都合となる。しかし、DC/DCコンバータのトランスに単巻構成のステップアップ用トランスを使用した場合の直流電源からの負荷電流は、1次巻線と2次巻線とが分離したDC/DCコンバータのトランスを使用した従来例その2と異なり、直流電源回路のみならず後段のインバータ回路等にも流れる。つまり、一つの直流電源からの負荷電流は直流電源回路およびインバータ回路等の複数の負荷回路へ分流

することとなる。このため、従来例その2のように直流電源と点灯装置間に電流検出用抵抗を設けても、この電流検出用抵抗の負荷側の電位は電流とともに変動し、この変動によりインバータ回路に流れる出力電流検出用の抵抗両端の電位も変動し、これら変動等により電源電流を正確に検出することができないという問題があった。

- [0008] この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、直流電源回路(DC-DCコンバータ)を形成するトランスに単巻構成のステップアップ用トランスを使用した場合のように、一つの直流電源から直流電源回路およびインバータ回路等の複数の負荷回路へ負荷電流が分流するように構成された放電灯点灯装置において、この一つの直流電源から供給される電源電流を正確に検出し、この検出結果をもとに直流電源から供給される電流を制御するようにした放電灯点灯装置を得ることを目的とする。

#### 発明の開示

- [0009] この発明に係る放電灯点灯装置は、直流電源に複数の負荷回路を接続し該直流電源からの電圧を所定の直流電圧に変換後、交流電圧に変換して放電灯に供給する電源回路と、前記放電灯に放電を開始させるために高電圧パルスを発生させて前記交流電圧に重畳印加する起動回路とを備え、制御部は複数の負荷回路に流れる電流の合計値に基づいて前記直流電源から供給される電流を制御するものである。
- [0010] このことによって、直流電源から複数の負荷回路へ供給される電流を適切に制御することができるなどの効果がある。

#### 図面の簡単な説明

- [0011] [図1]この発明の実施の形態1による放電灯点灯装置の基本構成を示す回路図である。
- [図2]この発明の実施の形態1による放電灯点灯装置に関し、(a)は1次側電流検出用抵抗(R1)の電流波形図、(b)は出力電流検出用抵抗(R2)の電流波形図である。
- [図3]この発明の実施の形態1による放電灯点灯装置の合計電流検出部の回路構成図である。
- [図4]この発明の実施の形態2による放電灯点灯装置の電流検出部の回路構成図で

ある。

[図5]この発明の実施の形態3による放電灯点灯装置の電流検出部の回路構成図である。

[図6]この発明の実施の形態4による放電灯点灯装置の電流検出部の回路構成図である。

[図7]この発明の実施の形態5による放電灯点灯装置の電流検出部の回路構成図である。

[図8]この発明の実施の形態5による放電灯点灯装置に関し、直流電源から供給される電流(a)と、比較器の出力信号(b)とのタイミング関係図である。

[図9]この発明の実施の形態6による放電灯点灯装置の回路構成図である。

発明を実施するための最良の形態

[0012] 以下、この発明をより詳細に説明するために、この発明を実施するための最良の形態について、添付の図面に従って説明する。

実施の形態1.

図1はこの発明の実施の形態1による放電灯点灯装置の基本構成を示す回路図である。

図1において、この放電灯点灯装置は、直流電源1、直流電源回路2、インバータ回路3、イグナイタ4、1次側電流検出用抵抗5(R1)、出力電流検出用抵抗6(R2)、合計電流検出部7および制御部8とで構成される。

[0013] 上記構成において、直流電源1は直流電圧Vbの例えば、バッテリー等の直流電源である。

直流電源回路2はDC-DCコンバータであり、単巻構成のステップアップ用トランス21(以下、「単巻トランス21」とする)と、この単巻トランス21に発生した交流電圧を直流電圧にする整流ダイオード22および平滑用コンデンサ23と、MOS形FETのスイッチングトランジスタ24とで構成され、単巻トランス21の1次側に印加された直流電源1からの直流電圧Vbを所定電圧値の直流電圧Voに変換してこの単巻トランス21の2次側より出力する。

[0014] インバータ回路3は、4つのFET31, 32, 33, 34からなるHブリッジ回路と、このH

ブリッジ回路のFET31, 34の組とFET32, 33の組とを交互にオンオフするように制御するHブリッジドライバ35とで構成され、直流電源回路2からの直流電圧 $V_o$ を矩形波の交流電圧に変換する。直流電源回路2とインバータ回路3とは、放電灯点灯装置における広義の電源回路を形成する。

[0015] イグナイタ4は、直流電源回路2からの電圧をもとに起動用の高電圧パルスが発生し、放電灯9へ印加して放電を開始させ、この高電圧パルスを放電灯9へ印加することにより点灯を開始させる。

[0016] 1次側電流検出用抵抗5(R1)は第1の負荷電流検出手段を形成し、直流電源1の直流電圧 $V_b$ により流れる直流電源回路2の単巻トランス21の1次側電流を電圧信号として検出する。この電流は直流電源1の負荷電流である。

図2(a)は1次側電流検出用抵抗5(R1)に流れる電流波形の例であり、尖頭値( $I_p$ )が約10Aで、1周期( $T_1$ )が約10 $\mu$ sの鋸歯状波電流が流れていることを示す。

[0017] 出力電流検出用抵抗6(R2)は第2の負荷電流検出手段を形成し、直流電源1の直流電圧 $V_b$ により流れるインバータ回路3以降の出力電流を電圧信号として検出する。この出力電流はインバータ回路3に流れる電流から検出するが、インバータ回路3、イグナイタ4および放電灯9に流れる電流の総和を意味し、直流電源1の負荷電流である。

図2(b)は出力電流検出用抵抗6(R2)に流れる電流波形の例であり、最大電流値( $I_{m2}$ )が約0.4Aで、1周期( $T_2$ )が約1.25msの間歇状電流が流れていることを示す。

[0018] 合計電流検出部7は、1次側電流検出用抵抗5(R1)および出力電流検出用抵抗6(R2)で検出した負荷電流をもとにこれら複数の負荷回路へ流れる合計電流値を検出する。

[0019] 制御部8は、合計電流検出部7で検出された合計電流値をもとに直流電源回路2のスイッチングトランジスタ24をスイッチング制御してその出力電力を制御することにより、直流電源1から供給される電流 $I_b$ を制御する。

[0020] 次に合計電流検出部7の具体的構成例とその動作について説明する。

図3はこの実施の形態1における放電灯点灯装置の合計電流検出部7Aの回路構

成図である。

図3において、この合計電流検出部7Aは抵抗701(R3)、702(R4)、703(R5)、704(R6)および増幅器705とで構成され、加算増幅回路を形成している。この増幅器705は例えば演算増幅器(オペアンプ)で構成する。

- [0021] 上記構成において、抵抗701(R3)は1次側電流検出用抵抗5(R1)と接続され、また、抵抗702(R4)は出力電流検出用抵抗6(R2)と接続され、これら両抵抗701(R3)、702(R4)を介し1次側電流検出用抵抗5(R1)で検出された直流電源回路2の1次側電流の電圧信号と、出力電流検出用抵抗6(R2)で検出されたインバータ回路3以降の出力電流の電圧信号とを合成し、この合成した電圧信号を増幅器705の正相入力端子(+端子)へ入力する。また、逆相入力端子(-端子)には抵抗703(R5)、704(R6)を図示のように接続しておく。この増幅器705で増幅することにより、増幅器705からは1次側電流検出用抵抗5(R1)に流れる直流電源回路2の1次側電流と、出力電流検出用抵抗6(R2)に流れるインバータ回路3以降の出力電流とが加算された合計電流値の信号Saが検出され出力される。これにより、直流電源1から供給される電流Ibに相当する合計電流値の信号Saが得られることとなる。

- [0022] ここで、演算増幅器を使用した増幅器705は正相増幅器として作動し、その入出力間の電圧増幅度Avは、「 $Av = 1 + (R5/R6)$ 」である。

また、各抵抗の比率は1次側電流検出用抵抗5(R1)および出力電流検出用抵抗6(R2)の抵抗値を加味して、「 $(R2/R1) = (R4/R3) = (R6/R5)$ 」としてもよい。

- [0023] 増幅器705から出力された合計電流値の信号Saは制御部8へ送出され、制御部8はこの合計電流値の信号Saをもとに直流電源回路2のスイッチングトランジスタ24をスイッチング制御してその出力電力を制御することにより、直流電源1から供給される電流Ibを制御する。この場合、制御部8は合計電流値の信号Saが予め設定する直流電源1の過電流制限値内では直流電源回路2の直流電圧Voを略一定に維持するように出力電力を制御し、これに対し、合計電流値の信号Saがこの過電流制限値を超えたときには、直流電源回路2の出力電力を制限し、直流電源1から供給される電流に対し過電流制限を行う。

- [0024] 以上のように、この実施の形態1によれば、直流電源1から直流電源回路2の1次側

へ分流する1次側電流値を1次側電流検出用抵抗5で検出する一方、直流電源1からインバータ回路3以降へ分流する出力電流値を出力電流検出用抵抗6で検出し、これら検出した1次側電流値および出力電流値をもとに直流電源回路2およびインバータ回路3等の複数の負荷回路へ流れる合計電流値を合計電流検出部7で検出し、この検出した合計電流値をもとに制御部8が直流電源回路2のスイッチングトランジスタ24を制御して出力電力を制御し、直流電源1から供給される電流 $I_b$ を制御するように構成したので、この直流電源回路2に単巻トランス21を使用した場合のように、一つの直流電源1から直流電源回路2およびインバータ回路3等の複数の負荷回路へ負荷電流が分流するように構成された放電灯点灯装置において、この一つの直流電源1から流出される電源電流値に相当する電流値を正確に検出でき、この検出結果をもとに直流電源1から供給される電流 $I_b$ を適切に制御することができる。

[0025] また、制御部8は合計電流値の信号 $S_a$ が予め設定する直流電源1の過電流制限値を超えたときには、直流電源回路2の出力電力を制限し、直流電源1から供給される電流に対し過電流制限を行うように構成したので、直流電源1や直流電源回路2等の負荷回路を過電流から保護することができる。

[0026] また、1次側電流検出用抵抗5による検出回路と出力電流検出用抵抗6による検出回路とは各々独立しているため、互いに干渉することなくそれぞれが正確な電流を検出することができる。

[0027] また、合計電流検出部7Aは、1次側電流検出用抵抗5で検出した1次側電流値および出力電流検出用抵抗6で検出した出力電流値の各信号を増幅器705で加算増幅するように構成し、簡単な回路構成で両者を誤差なく加算するために、直流電源1から複数の負荷回路へ流出される電源電流値に相当する電流値を正確に検出することができる。

[0028] 実施の形態2.

図4はこの発明の実施の形態2による放電灯点灯装置の合計電流検出部7Bの回路構成図である。図3と同一のものについては同一符号を付してあり、これら同一符号のものについての説明は省略する。

図4において、この実施の形態2による合計電流検出部7Bは、図3と同一の増幅器

705等で構成される加算増幅回路の後段に比較器706を設けるとともに、この比較器706に対し、抵抗707(R7)とコンデンサ708(C1)とからなる積分回路を設け、積分機能を付加したものである。この積分機能としての積分回路はノイズ等の瞬間的な変動に反応しないようにするために設けるものである。また、比較器706は例えば演算増幅器で構成し、その正相入力端子(+端子)には抵抗709(R8)と抵抗710(R9)とにより直流電圧Vccを分圧した電圧Vsを設定している。この電圧Vsは過電流判定の基準設定値となるものである(以下、「基準設定値Vs」とする)。この基準設定値Vsは安定化された例えば3Vまたは5V等の直流電圧Vccを使用して分圧し、変動のない安定化された基準設定値Vsにする。

上記比較器706と抵抗709(R8)および抵抗710(R9)等で比較回路を形成している。

[0029] 以上の構成により、増幅器705から出力された合計電流値の信号Saは抵抗707(R7)を介し比較器706の逆相入力端子(-端子)に入力し、正相入力端子(+端子)に設定された基準設定値Vsと比較される。この場合、合計電流値の信号Saは抵抗707(R7)とコンデンサ708(C1)とからなる積分回路による積分作用を受けるため、合計電流値の信号Saが瞬間的に変動しても比較器706はこの影響から回避される。例えば合計電流値の信号Saがノイズ等の影響により瞬間的な大電流となっても比較器706はこの影響を受けない。なお、この積分回路の時定数を定める抵抗707(R7)およびコンデンサ708(C1)各々の定数設定は任意であり、この定数設定の適正化により、所要の応答特性を容易に実現できる。

[0030] 比較器706による比較において、抵抗707(R7)とコンデンサ708(C1)とからなる積分回路を経て入力された合計電流値の信号Saが基準設定値Vsを超えない範囲内の場合、比較器706は制御部8に対し通常制御の状態に設定する。この設定に従い、図1に示す制御部8は直流電源回路2の直流電圧Voを略一定に維持するようにスイッチングトランジスタ24をスイッチング制御して出力電力を制御し、直流電源1から供給される電流Ibを制御する。

上記に対し、比較器706による比較において合計電流値の信号Saが基準設定値Vsを超えた場合、比較器706は過電流制限を指示する信号(Sb)を制御部8へ出力



する。制御部8は入力されたこの指示信号に従い、直流電源回路2のスイッチングトランジスタ24をスイッチング制御して出力電力を制限し、直流電源1から供給される電流に対し過電流制限を行う。

[0031] 以上のように、この実施の形態2によれば、合計電流検出部7Bは、1次側電流検出用抵抗5で検出した1次側電流値および出力電流検出用抵抗6で検出した出力電流値の各信号を増幅器705で加算増幅し、この増幅器705の出力を積分回路を形成する抵抗707(R7)を介し比較器706へ入力して基準設定値 $V_s$ と比較し、比較器706は増幅器705からの出力が基準設定値 $V_s$ を超えたときには、直流電源回路2の出力電力を制限し、直流電源1から供給される電流に対し過電流制限を指示する信号 $S_b$ を制御部8へ出力するように構成したので、直流電源回路2の1次側電流等を減少させ、これにより直流電源1から流出される電流が制限され、直流電源1や直流電源回路2等の負荷回路を過電流から保護することができる。

[0032] また、比較器706に対しては、抵抗707(R7)とコンデンサ708(C1)とからなる積分回路を設けているので、増幅器705からの合計電流値の信号 $S_a$ が例えばノイズ等の影響により瞬間的な大電流となっても比較器706はこの影響を受けないようにすることができる。

[0033] 実施の形態3.

図5はこの発明の実施の形態3による放電灯点灯装置の合計電流検出部7Cの回路構成図である。図3と同一のものについては同一符合を付してあり、これら同一符合のものについての説明は省略する。

図5において、この実施の形態3による合計電流検出部7Cは、出力電流検出用抵抗6(R2)で検出されたインバータ回路3以降の出力電流を表す電圧信号を増幅する増幅器711(以下、この実施の形態3では「第1の増幅器711」とする)を設け、その増幅出力を抵抗712(R10)を介し、図3の加算増幅回路を形成する増幅器705(以下、この実施の形態3では「第2の増幅器705」とする)の正相入力端子(+端子)に入力して構成したものである。ここで、第1の増幅器711は増幅回路を形成し、その電圧増幅度 $A_{v1}$ は、 $A_{v1}=K$ とする。

また、図3と同様に正相増幅器として作動する第2の増幅器705の電圧増幅度 $A_{v2}$

はこの図3の場合と必ずしも同一である必要はなく、例えば、増幅度を設定する抵抗を図3の構成とは変え、抵抗713(R11)および抵抗714(R12)とすれば、その入出力間の電圧増幅度 $A_{v2}$ は、「 $A_{v2}=1+(R11/R12)$ 」である。

[0034] 1次側電流検出用抵抗5(R1)および出力電流検出用抵抗6(R2)は消費電力の軽減上からは極力低抵抗であることが望ましい。反面、低抵抗にするほどその電圧降下も小さくなり、電流の検出精度は低下する。また、1次側電流検出用抵抗5(R1)に流れる電流に対し出力電流検出用抵抗6(R2)に流れる電流は極めて小さい。従って、出力電流検出用抵抗6(R2)からの電圧信号を第1の増幅器711で増幅することにより出力電流検出用抵抗6(R2)を低抵抗にしても電流の検出精度の低下を防止できることとなる。

[0035] 第1の増幅器711から出力された電圧信号は抵抗712(R10)を介し、抵抗701(R3)を介して入力される1次側電流検出用抵抗5(R1)からの電圧信号と合成され、この合成された電圧信号は第2の増幅器705の正相入力端子(+端子)に入力し、以下、図3と同様の動作となる。これにより、第2の増幅器705からは1次側電流検出用抵抗5(R1)に流れる直流電源回路2の1次側電流と、出力電流検出用抵抗6(R2)に流れるインバータ回路3以降の出力電流とが加算された合計電流値の信号 $Sc$ が検出され制御部8へ出力される。この制御部8の動作は図3で説明した通りである。

また、各抵抗の比率は第1の増幅器711の電圧増幅度 $K$ を加味して、

「 $(KR2/R1)=(R10/R3)=(R12/R11)$ 」としてもよい。

[0036] 以上のように、この実施の形態3によれば、合計電流検出部7Cは、出力電流検出用抵抗6で検出した出力電流値の信号を第1の増幅器711で増幅し、この第1の増幅器711の出力信号と1次側電流検出用抵抗5で検出した1次側電流値の信号とを第2の増幅器705で加算増幅するように構成したので、出力電流検出用抵抗6(R2)を消費電力の軽減上から低抵抗にしても電流の検出精度の低下を防止することができ、第2の増幅器705から誤差の少ない加算増幅出力を得ることができる。

[0037] 実施の形態4.

図6はこの発明の実施の形態4による放電灯点灯装置の合計電流検出部7Dの回路構成図である。図3または図5と同一のものについては同一符号を付してあり、これ

ら同一符合のものについての説明は省略する。

図6において、この実施の形態4による合計電流検出部7Dは、実施の形態2(図4)で説明した比較器706による過電流判定機能と、実施の形態3(図5)で説明した増幅器711による増幅機能とを設けて構成したものである。

[0038] 図6中の抵抗701(R3)、増幅器711および抵抗712(R10)で構成される部分の動作については図5で説明した通りであり、抵抗701(R3)を経た1次側電流検出用抵抗5(R1)からの電圧信号と、増幅器711および抵抗712(R10)を経た出力電流検出用抵抗6(R2)からの電圧信号とが合成された電圧信号は、例えば演算増幅器で構成する比較器715の逆相入力端子(−端子)に入力する。この比較器715の正相入力端子(+端子)には図4と同様に、抵抗716(R13)と抵抗717(R14)とにより直流電圧Vccを分圧した過電流判定用の基準設定値Vsを設定している。この基準設定値Vsについても図4と同様に、安定化された例えば3Vまたは5V等の直流電圧Vccを使用して分圧し、変動のない安定化された基準設定値Vsにする。

この比較器715と抵抗716(R13)および抵抗717(R14)等で比較回路を形成している。

また、比較器715に対しては図4と同様に、抵抗701(R3)、712(R10)とコンデンサ708(C1)とで形成される積分回路を設け、ノイズ等の瞬間的な変動に反応しないようにしている。

[0039] 比較器715の動作については図4の比較器706と基本的に同様であり、抵抗701(R3)、712(R10)とコンデンサ708(C1)とからなる積分回路を経て入力された合計電流値の信号Sdが基準設定値Vsを超えない範囲内の場合、比較器715は制御部8に対し通常制御の状態に設定する。この設定に従い、図1に示す制御部8は直流電源回路2の直流電圧Voを略一定に維持するようにスイッチングトランジスタ24をスイッチング制御して出力電力を制御し、直流電源1から供給される電流Ibを制御する。

上記に対し、比較器715による比較において合計電流値の信号Sdが基準設定値Vsを超えた場合、比較器715は過電流制限を指示する信号(Se)を制御部8へ出力する。制御部8は入力されたこの指示信号に従い、直流電源回路2のスイッチングトラ

ンジスタ24をスイッチング制御して出力電力を制限し、直流電源1から供給される電流に対し過電流制限を行う。

[0040] 上記比較器715は、実施の形態3(図5)で説明した第2の増幅器705をこの比較器715として使用するようにしてもよい。この場合、増幅器711は削除してもよい。これにより、加算器用増幅器と過電流検出用の比較器を統合することができる。さらに、この統合した加算器用増幅器にコンデンサ708(C1)等からなる上記積分回路を付加するようにしてもよい。

[0041] 以上のように、この実施の形態4によれば、合計電流検出部7Dは、出力電流検出用抵抗6で検出した出力電流値の信号を第1の増幅器711で増幅し、この第1の増幅器711の出力信号と1次側電流検出用抵抗5で検出した1次側電流値の信号とを合成した信号を比較器715へ入力して基準設定値 $V_s$ と比較し、比較器715はこの合成した合計電流値の信号 $S_d$ が基準設定値 $V_s$ を超えたときには、直流電源回路2の出力電力を制限し、直流電源1から供給される電流に対し過電流制限を指示する信号 $S_e$ を制御部8へ出力するように構成したので、直流電源回路2の1次側電流等を減少させ、これにより直流電源1から流出される電流が制限され、直流電源1や直流電源回路2等の負荷回路を過電流から保護することができる。

[0042] また、比較器715に対しては、抵抗701(R3)、712(R10)とコンデンサ708(C1)とからなる積分回路を設けているので、合計電流値の信号 $S_d$ が例えばノイズ等の影響により瞬間的な大電流となっても比較器715はこの影響を受けないようにすることができる。

[0043] また、実施の形態3(図5)の第2の増幅器705をこの実施の形態4の比較器715として使用することにより、加算器用増幅器と過電流検出用の比較器を統合することができ、さらに、コンデンサ708(C1)等からなる上記積分回路を付加することにより瞬間的な大電流に反応しない反応特性を持たせることもできる。これにより、過電流制限に必要な電流加算と比較および反応特性の機能を簡単な構成で実現することができる。

[0044] 実施の形態5.

図7はこの発明の実施の形態5による放電灯点灯装置の合計電流検出部7Eの回

路構成図である。図3、図5または図6と同一のものについては同一符合を付してあり、これら同一符合のものについての説明は省略する。

図7において、この実施の形態5による合計電流検出部7Eは、実施の形態4の構成に対しトランジスタ(PNP形)718と、このトランジスタ718のベース電圧設定用の抵抗719(R15)および抵抗720(R16)とを設けて構成したものである。この構成部分は積分回路電圧設定手段を形成している。

上記トランジスタ718等の目的は、抵抗701(R3)、712(R10)とコンデンサ708(C1)とで形成される積分回路を比較器715に設けたことに対する応答性の改善である。

以下、このトランジスタ718等による応答性の改善について図8で説明する。

[0045] 図8は直流電源1から供給される時間に対する電流Ib(図1)と、比較器715の時間に対する出力信号Sfとのタイミング関係図であり、(a)は前者の電流Ibを示し、(b)は後者の出力信号(電圧信号)Sfを示す。

図8において、トランジスタ718を設けない構成の場合、電流Ibが過電流にならないタイミング $t_a$ 以前の低い入力電流(定常電流)Ib1の状態下では、積分機能付きの比較器715の出力信号Sf(電圧)は点線で示すように、この比較器715に供給している電源電圧値( $V_{cc}$ )に略等しい状態にある。ここで、タイミング $t_a$ 以降で電流Ibが過電流Ib2となった場合、比較器715の出力信号Sfは点線で示すように下降を開始するが、その下降開始時点のレベルは上記の略電源電圧からとなる。この場合、出力信号Sfの下降の傾斜は抵抗701(R3)、712(R10)とコンデンサ708(C1)の積分定数によって決定される。従って、制御部8(図1)において過電流制限を開始させるための出力信号SfのレベルをSfoとした場合、出力信号Sfが下降し、このSfoに達するまでの時間は $T_m$ となる。

[0046] これに対し、トランジスタ718を設けた場合には以下のようになる。

このトランジスタ718は、電流Ibが過電流にならないタイミング $t_a$ 以前の低い入力電流(定常電流)Ib1の状態下ではコレクタ(C)とエミッタ(E)間をオンさせておき、コンデンサ708(C1)を短絡(ショート)しておく。このため、ベース(B)には安定化された例えば5V等の電源電圧 $V_{cc}$ を抵抗719(R15)および抵抗720(R16)とで分圧した

所定の電圧を印加し、上記オン状態に設定する。このオン状態により、トランジスタ718のエミッタ電圧 $V_e$ はこのトランジスタ718の $V_{be}=0.7(V)$ としたとき以下となる。

$$V_e = \{(R16 \cdot V_{cc}) / (R15 + R16)\} + 0.7(V)$$

- [0047] 図8(b)の実線部分がオン状態時の上記エミッタ電圧 $V_e$ を示し、このエミッタ電圧 $V_e$ は比較器715の出力信号 $S_f$ のレベルでもあり、電源電圧 $V_{cc}$ が変動しない限り一定値となる。従って、タイミング $t_a$ 以降で電流 $I_b$ が過電流 $I_{b2}$ となった場合の下降開始時点のレベルは上記エミッタ電圧 $V_e$ となる。この結果、過電流制限を開始させるための出力信号 $S_{fo}$ に達するまでの下降時間は $T_n$ となる。なお、下降の傾斜についてはトランジスタ718を設けない場合と同様に、抵抗701(R3)、712(R10)とコンデンサ708(C1)の積分定数によって決定される。

上記下降時間 $T_n$ は上述のトランジスタ718を設けない場合の下降時間 $T_m$ に対し短く、過電流制限を開始させるための時間を短縮し、過電流制限の応答性を早くすることができることを意味する。

上記説明以外の基本動作については実施の形態4(図6)と同様であり、その説明は省略する。

- [0048] 以上のように、この実施の形態5によれば、合計電流検出部7Eは、実施の形態4(図6)の合計電流検出部7Dの構成に対し、比較器715に設けた抵抗701(R3)、712(R10)とコンデンサ708(C1)とで形成される積分回路の出力電圧を制限する積分回路電圧設定手段とを備えた構成としたので、積分回路の出力(トランジスタ718エミッタ)が予め所定の電圧( $V_e$ )に制限され待機しているため、比較器715が過電流制限の開始を指示する信号 $S_f$ を制御部8に対し出力するまでの時間を短縮することができる。これにより、瞬間的な大電流には反応せずに、連続的な過電流に対し迅速に応答する積分回路が実現でき、素早い応答性の過電流制限を行うことができる。

- [0049] 実施の形態6.

図9はこの発明の実施の形態6による放電灯点灯装置の回路構成図であり、自動車の左右ヘッドランプ点灯用の放電灯点灯装置としたものである。

実施の形態1では、一つの放電灯点灯回路からなる放電灯点灯装置の中の直流電源回路2およびインバータ回路3等を直流電源1の負荷としたものであった。

これに対し、図9に示すこの実施の形態6による放電灯点灯装置は二つの放電灯点灯回路を備え、これら二つの放電灯点灯回路各々を直流電源1の負荷としたものである。

図9において、この実施の形態6による放電灯点灯装置は、直流電源11、第1の放電灯点灯回路12、第2の放電灯点灯回路13、第1の負荷電流検出用抵抗14(R121)、第2の負荷電流検出用抵抗15(R131)、合計電流検出部16および制御部17とで構成され、第1の放電灯点灯回路12は自動車の右ヘッドランプ用の放電灯18の点灯用であり、第2の放電灯点灯回路13は自動車の左ヘッドランプ用の放電灯19の点灯用としたものである。

[0050] 上記構成において、直流電源11は図1の直流電源1に相当し、直流電圧Vbの例えば、バッテリー等の直流電源である。

[0051] 第1の放電灯点灯回路12と第2の放電灯点灯回路13とは同一構成であり、1次側と2次側とが分離した昇圧用のDC/DCコンバータのトランス121(131)と、このトランス121(131)に対しスイッチング動作するMOS形FETのスイッチングトランジスタ122(132)、このトランス121(131)に発生した交流電圧を直流電圧にする整流ダイオード123(133)および平滑用のコンデンサ124(134)とからなり、直流電源11からトランス121(131)の1次側に印加される直流電圧Vbを所定電圧値の直流電圧Voに変換してトランス121(131)の2次側より出力する直流電源回路と、これら整流ダイオード123(133)および平滑用のコンデンサ124(134)で直流化した直流電圧Voを矩形波交流に変換するインバータ回路125(135)と、このインバータ回路125(135)で変換した矩形波交流をもとに起動用の高電圧パルスが発生し、放電灯18(19)へ印加して放電を開始させるイグナイタ126(136)とで構成される。これら第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13それぞれは、1次側と2次側とが分離したトランス121(131)を使用している点を除き、他の構成部分については図1の構成と基本的に同様である。また、直流電源回路とインバータ回路125(135)とは、この放電灯点灯装置における広義の電源回路を形成する。

[0052] 第1の負荷電流検出用抵抗14(R121)および第2の負荷電流検出用抵抗15(R131)はそれぞれ負荷電流検出手段を形成し、直流電源11の直流電圧Vbから第1の

放電灯点灯回路12または第2の放電灯点灯回路13へ流れる電流を電圧信号として検出する。これら電流は直流電源11の負荷電流である。

[0053] 合計電流検出部16は図1の合計電流検出部7に相当し、第1の負荷電流検出用抵抗14(R121)および第2の負荷電流検出用抵抗15(R131)で検出した負荷電流をもとにこれら複数の負荷回路へ流れる合計電流値を検出する。

[0054] 制御部17は図1の制御部8に相当し、合計電流検出部16で検出された合計電流値をもとに第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13それぞれのスイッチングトランジスタ122(132)をスイッチング制御してその出力電力を制御することにより、直流電源11から供給される電流Ibを制御する。

[0055] 次に図9に示す合計電流検出部16の具体的構成をもとに、直流電源11から供給される電流Ibの制御の動作について説明する。

図9に示す合計電流検出部16の具体的内部構成は実施の形態1(図3)で説明した合計電流検出部7Aに相当し、抵抗161(R161)、162(R162)、163(R163)、164(R164)、および例えば演算増幅器で構成する増幅器165とで構成され、加算増幅回路を形成している。

[0056] この構成において、抵抗161(R161)は第1の負荷電流検出用抵抗14(R121)と接続され、また、抵抗162(R162)は第2の負荷電流検出用抵抗15(R131)と接続され、これら両抵抗161(R161)、162(R162)を介し第1の負荷電流検出用抵抗14(R121)で検出された第1の放電灯点灯回路12の負荷電流の電圧信号と、第2の負荷電流検出用抵抗15(R131)で検出された第2の放電灯点灯回路13の負荷電流の電圧信号とを合成し、この合成した電圧信号を増幅器165の正相入力端子(+端子)へ入力する。また、逆相入力端子(-端子)には抵抗163(R163)、164(R164)が図示のように接続され、この増幅器165を合計電流検出部7Aと同様の正相増幅器としている。この増幅器165で増幅することにより、この増幅器165からは第1の負荷電流検出用抵抗14(R121)に流れる第1の放電灯点灯回路12の負荷電流と、第2の負荷電流検出用抵抗15(R131)に流れる第2の放電灯点灯回路13の負荷電流とが加算された合計電流値の信号Sgが検出され出力される。これにより、直流電源11から供給される電流Ibに相当する合計電流値の信号Sgが得られることとなる。



- [0057] 増幅器165から出力された合計電流値の信号Sgは制御部17へ送出され、制御部17はこの合計電流値の信号Sgをもとに第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13それぞれのスイッチングトランジスタ122, 132をスイッチング制御してその出力電力を制御することにより、直流電源11から供給される電流Ibを制御する。この場合、制御部17は合計電流値の信号Sgが予め設定する直流電源1の過電流制限値内では第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13それぞれの直流出力電圧Voを略一定に維持するように出力電力を制御し、これに対し、合計電流値の信号Sgがこの過電流制限値を超えたときには、第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13それぞれの直流電源回路の出力電力を制限し、直流電源11から供給される電流に対し過電流制限を行う。
- [0058] 上記説明においては、合計電流検出部16の具体的内部構成を実施の形態1(図3)の合計電流検出部7Aに相当するものとしたが、これに限るものではなく、例えば、実施の形態2(図4)の合計電流検出部7Bに相当するものとしてもよい。
- または、この合計電流検出部7Bの比較器706に増幅機能を持たせ、加算器用増幅器と過電流検出用の比較器を統合するようにしてもよい(図示せず)。
- さらに、この合計電流検出部7Bの積分回路を形成するコンデンサ708(C1)に対し、実施の形態5(図7)で説明した積分回路電圧設定手段を付加してもよい(図示せず)。
- [0059] また、図9の構成は直流電源11の負荷を同一構成の第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13の2系統としたものであるが、これに限るものではなく、3系統以上の負荷としてもよい。この場合、合計電流検出部16はこれら3系統以上の負荷からの負荷電流を加算合計して合計電流値を検出し、この検出した合計電流値をもとに前述のように、これら3系統以上の負荷における直流電源回路の各々のスイッチングトランジスタをスイッチング制御するようにすればよい。
- [0060] 以上のように、この実施の形態6によれば、直流電源11から第1の放電灯点灯回路12へ分流する電流値を第1の負荷電流検出用抵抗14で検出する一方、直流電源11から第2の放電灯点灯回路13へ分流する電流値を第2の負荷電流検出用抵抗15で検出し、これら検出した電流値をもとに第1の放電灯点灯回路12および第2の放

電灯点灯回路13等の負荷回路へ流れる合計電流値を合計電流検出部16で検出し、この検出した合計電流値もとに制御部17が第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13それぞれのスイッチングトランジスタ122, 132を制御して出力電力を制御し、直流電源11から供給される電流 $I_b$ を制御するように構成したので、一つの直流電源11から第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13等の複数の負荷回路へ負荷電流が分流するように構成された放電灯点灯装置において、この一つの直流電源11から流出される電源電流値に相当する電流値を正確に検出でき、この検出結果をもとに直流電源11から供給される電流 $I_b$ を適切に制御することができる。

[0061] また、制御部17は合計電流値の信号 $S_g$ が予め設定する直流電源11の過電流制限値を超えたときには、第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13それぞれの直流電源回路の出力電力を制限し、直流電源11から供給される電流に対し過電流制限を行うように構成したので、直流電源11や第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13等の負荷回路を過電流から保護することができる。

[0062] また、第1の負荷電流検出用抵抗14による検出回路と第2の負荷電流検出用抵抗15による検出回路とは各々独立しているため、互いに干渉することなくそれぞれが正確な電流を検出することができる。

[0063] また、合計電流検出部16は合計電流検出部7A(実施の形態1)または合計電流検出部7B(実施の形態2)と同一構成でよく、この同一構成の合計電流検出部16により、既述の合計電流検出部7Aまたは合計電流検出部7Bそれぞれの効果を享受しつつ、直流電源11から第1の放電灯点灯回路12および第2の放電灯点灯回路13等の複数の負荷回路へ流出される電源電流値に相当する電流値を正確に検出することができる。

さらに、合計電流検出部7Bの積分回路に対し、実施の形態5(図7)の積分回路電圧設定手段を付加した場合には、既述の素早い応答性の過電流制限を行うことができる。

#### 産業上の利用可能性

[0064] 以上のように、この発明に係る放電灯点灯装置は、一つの直流電源から供給される

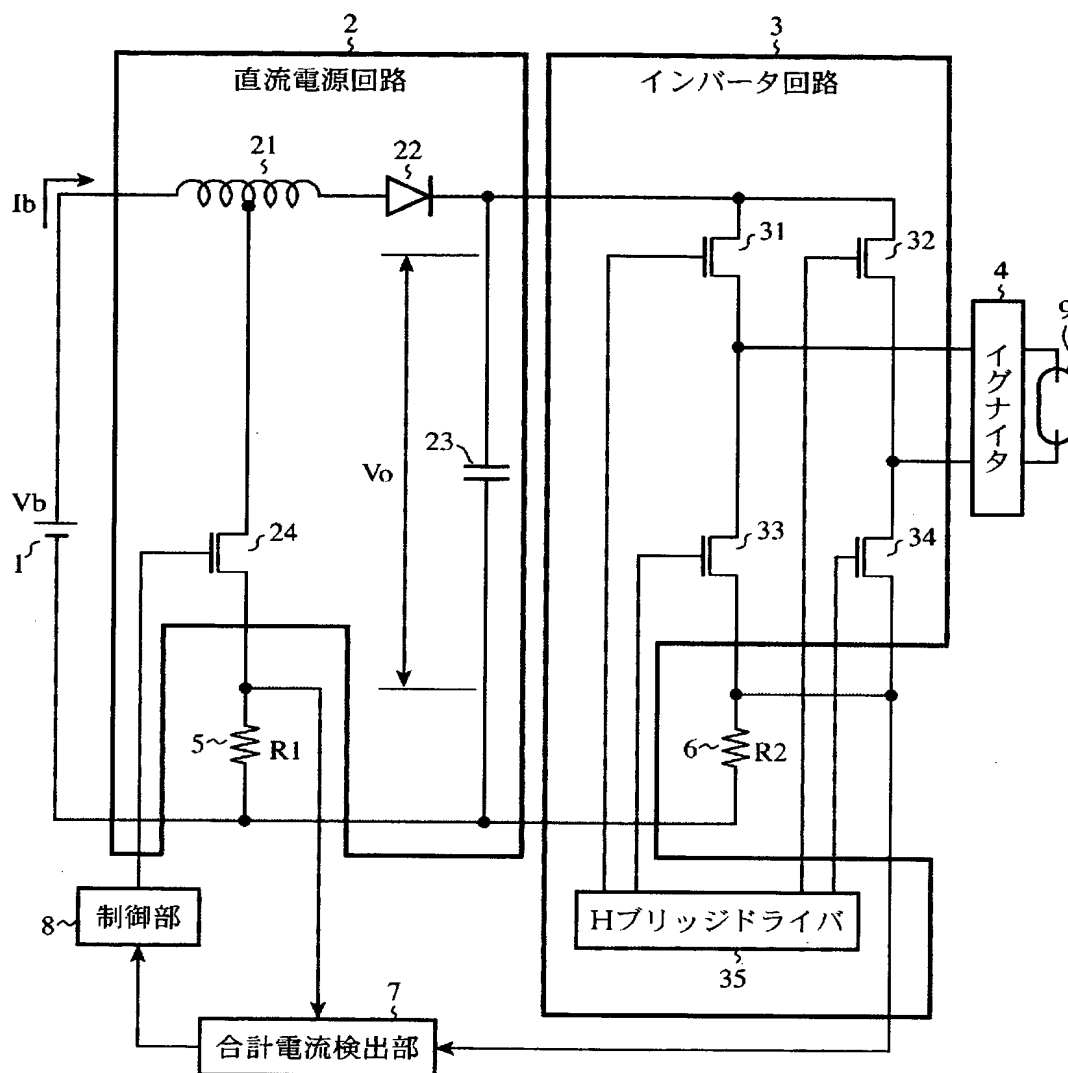
電源電流を正確に検出し、この検出結果をもとに直流電源から供給される電流を制御するのに適している。

### 請求の範囲

- [1] 直流電源に複数の負荷回路を接続し該直流電源からの電圧を所定の直流電圧に変換後、交流電圧に変換して放電灯に供給する電源回路と、前記放電灯に放電を開始させるために高電圧パルスが発生させて前記交流電圧に重畳印加する起動回路と、前記複数の負荷回路に流れる電流の合計値に基づいて前記直流電源から供給される電流を制御する制御部とを備えた放電灯点灯装置。
- [2] 直流電源からの電圧をDC/DCコンバータのトランスの1次側に印加して所定の直流電圧に変換して該トランスの2次側より出力する直流電源回路と、前記直流電源回路からの直流電圧を交流電圧に変換する交流電源回路と、高電圧パルスが発生させて前記交流電圧に重畳印加する起動回路と、前記トランスの1次側に流れる負荷電流値を検出する第1の負荷電流検出手段と、前記交流電源回路に流れる負荷電流値を検出する第2の負荷電流検出手段と、前記第1の負荷電流検出手段で検出した負荷電流値および第2の負荷電流検出手段で検出した負荷電流値の合計電流値を検出する合計電流検出部と、前記合計電流検出部で検出された合計電流値に基づいて前記直流電源から供給される電流を制御する制御部とを備えたことを特徴とする請求項1記載の放電灯点灯装置。
- [3] 直流電源からの電圧をDC/DCコンバータのトランスの1次側に印加して所定の直流電圧に変換して該トランスの2次側より出力する直流電源回路と、前記直流電源回路からの直流電圧を交流電圧に変換する交流電源回路と、高電圧パルスが発生させて前記交流電圧に重畳印加する起動回路とを有する放電灯点灯回路と、前記直流電源に接続された複数の放電灯点灯回路のそれぞれに流れる負荷電流を検出するように該放電灯点灯回路の各々に設けた負荷電流検出手段と、前記各々の負荷電流検出手段で検出した負荷電流値をもとに前記複数の放電灯点灯回路へ流れる合計電流値を検出する合計電流検出部と、前記合計電流検出部で検出された合計電流値を基に前記直流電源から供給される電流を制御する制御部とを備えたことを特徴とする請求項1記載の放電灯点灯装置。
- [4] 制御部は、合計電流検出部で検出された合計電流値を基に、直流電源から供給される電流の過電流制限を行うことを特徴とする請求項2記載の放電灯点灯装置。

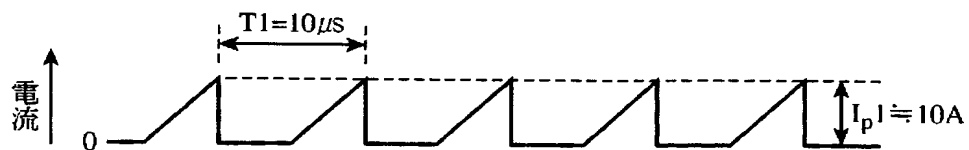
- [5]      合計電流検出部は、複数の負荷電流検出手段で検出した負荷電流値を加算増幅する加算増幅回路を備えたことを特徴とする請求項2記載の放電灯点灯装置。
- [6]      合計電流検出部は、加算増幅回路からの出力を基準設定値と比較し、前記加算増幅回路からの出力が基準設定値を超えたときには、直流電源から供給される電流を制限する比較回路を備えたことを特徴とする請求項2記載の放電灯点灯装置。
- [7]      比較回路は、瞬間的な大電流には反応しない積分機能付であることを特徴とする請求項6記載の放電灯点灯装置。
- [8]      比較回路は、瞬間的な大電流には反応しない反応特性を任意に設定できる積分機能付であることを特徴とする請求項6記載の放電灯点灯装置。

[図1]

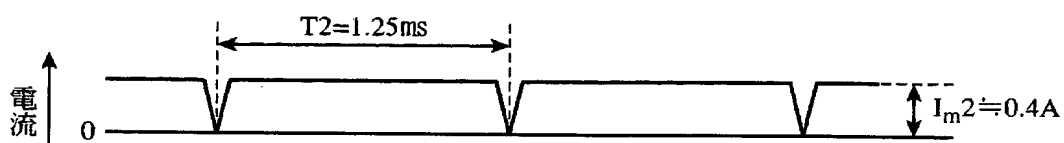


[図2]

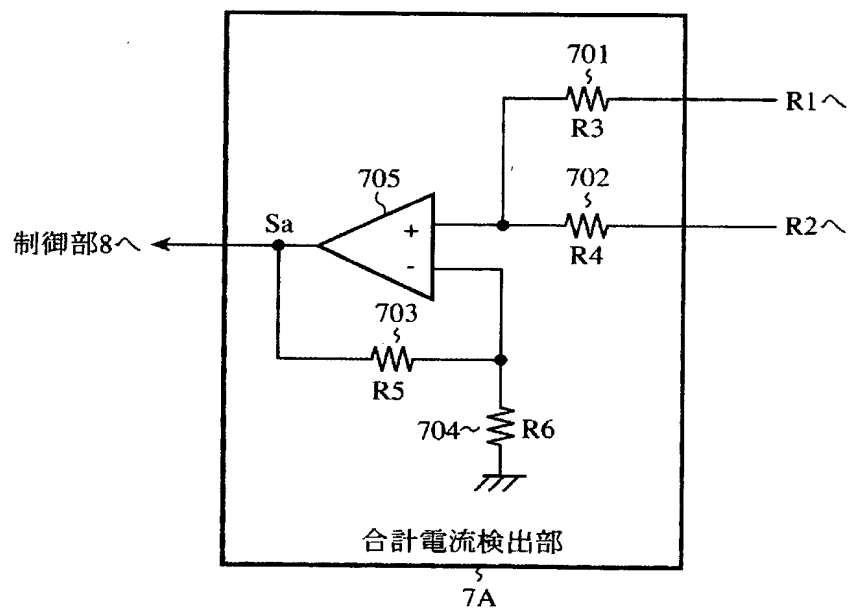
(a)



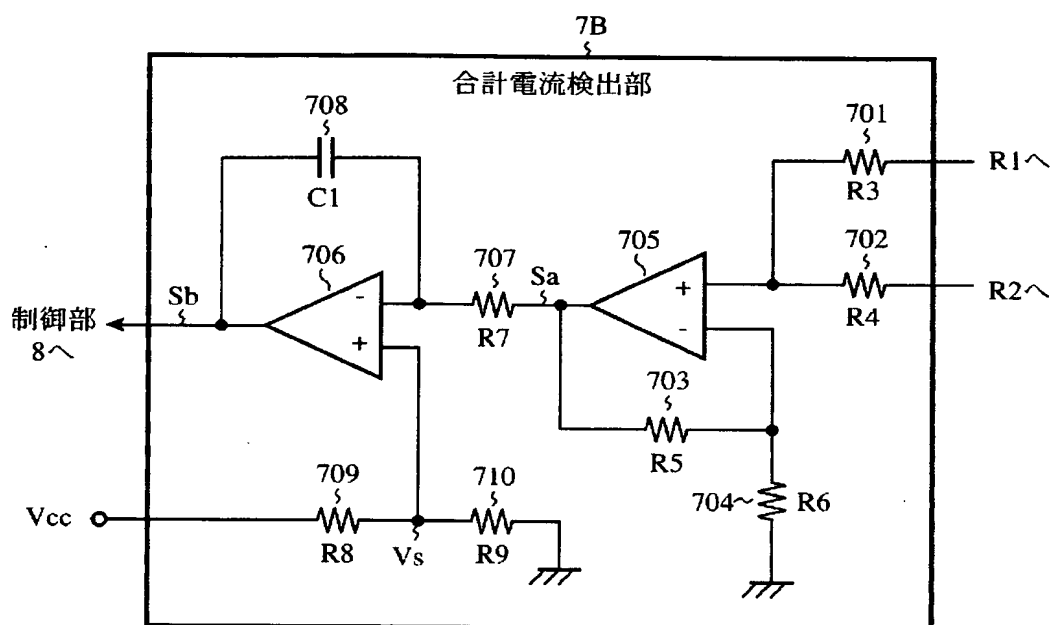
(b)



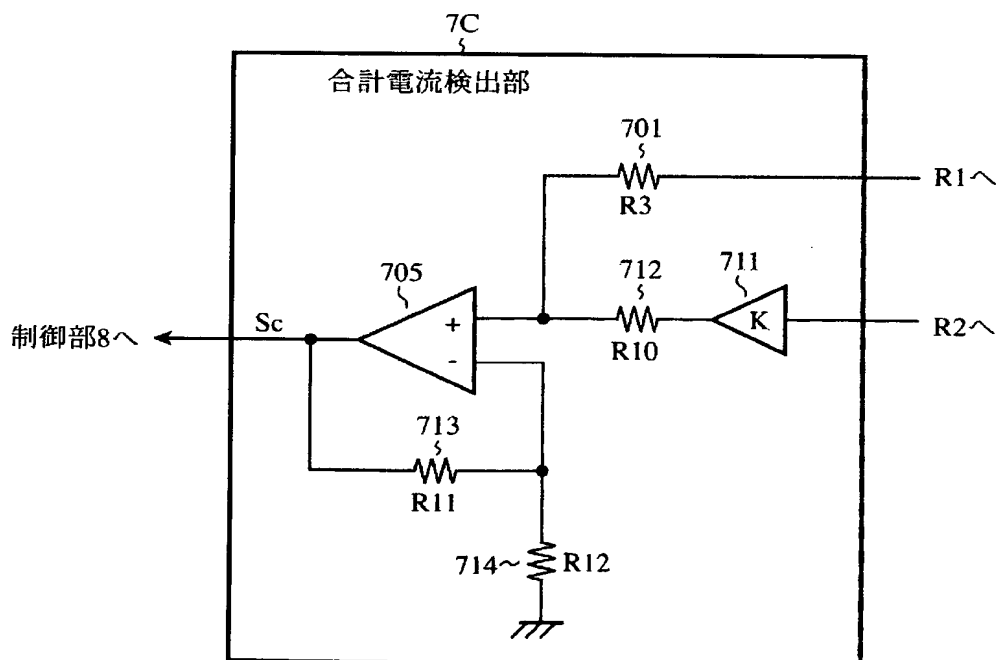
[図3]



[図4]

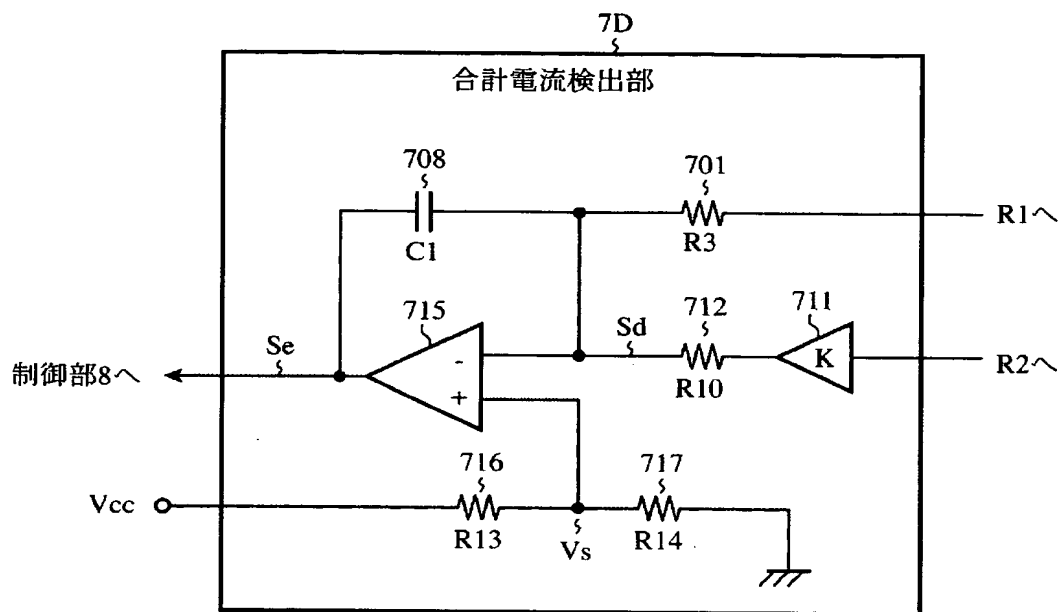


[図5]

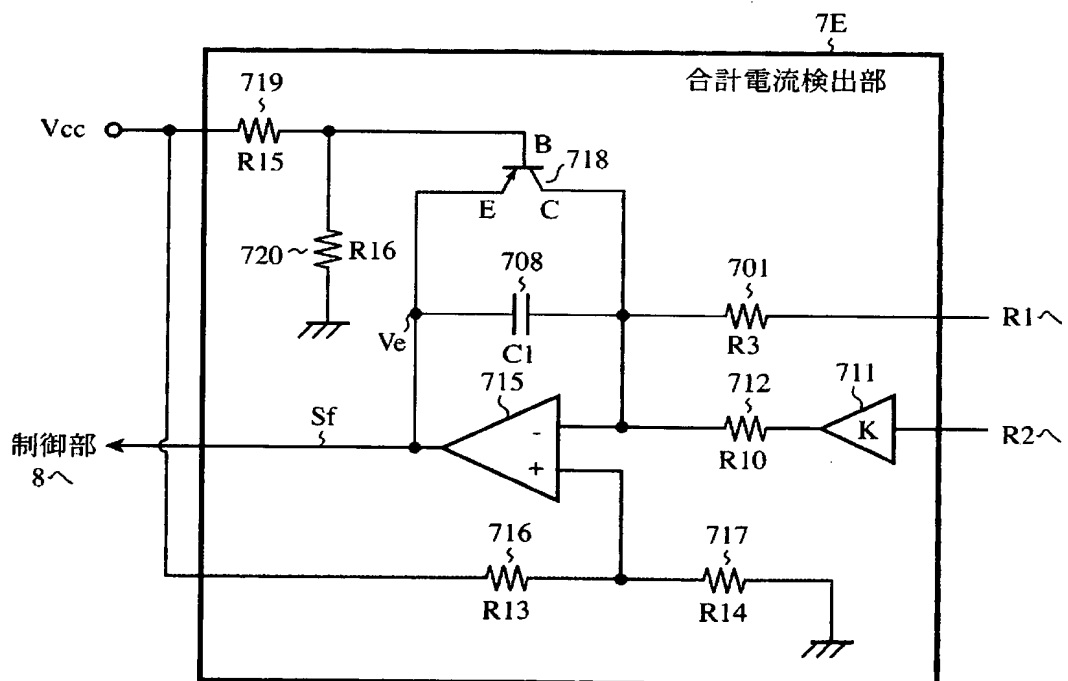




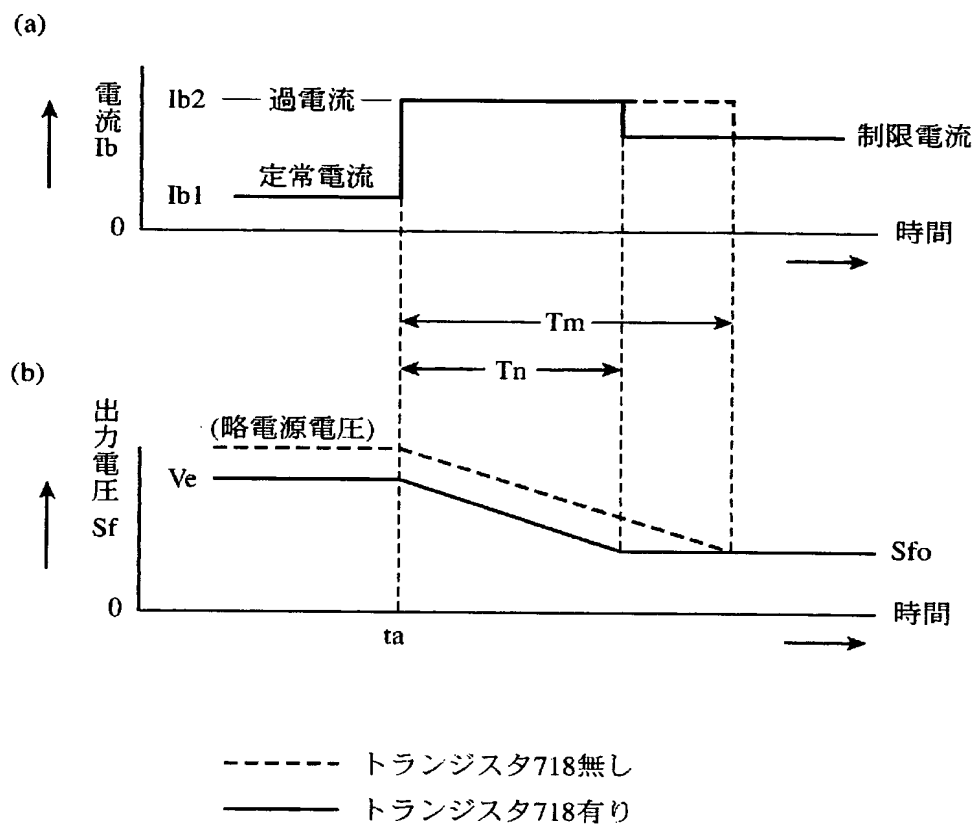
[図6]



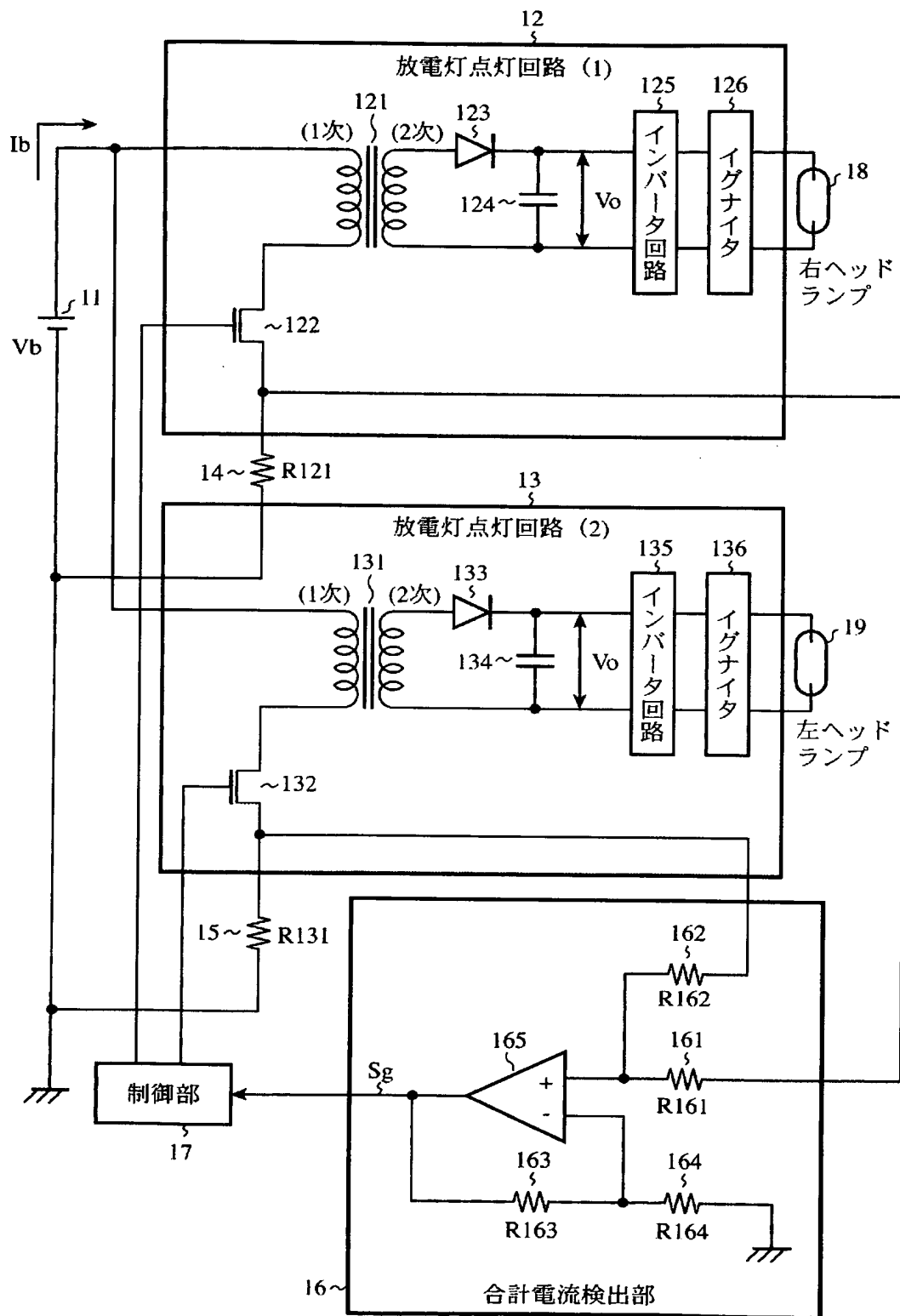
[図7]



[図8]



[図9]



## 国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP2005/009555

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H05B41/24, H02M7/48, H05B41/18

## B. 調査を行った分野

## 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H05B41/14-41/16  
H05B41/24-41/282  
H02M7/42-7/98

## 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2005年
日本国実用新案登録公報	1996-2005年
日本国登録実用新案公報	1994-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X A	JP 8-45675 A (株式会社日立製作所, インターナショナル・ビジネス・マシーンズ・コーポレーション) 1996. 02. 16, 全文, 全図 & US 5621281 A1 & EP 696158 A1 & DE 69517878 T & CN 11117256 A & KR 211410 B	1 2-8
A	JP 2001-43986 A (株式会社デンソー, 株式会社小糸製作所) 2001. 02. 16, 全文, 全図 & US 6392364 B1 & EP 1067827 A2	1-8

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリ

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&amp;」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

14. 06. 2005

国際調査報告の発送日

28. 6. 2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

中川 真一

電話番号 03-3581-1101 内線 3372

3X

3528